

AUTOMATIC FREQUENCY CONTROL CIRCUIT

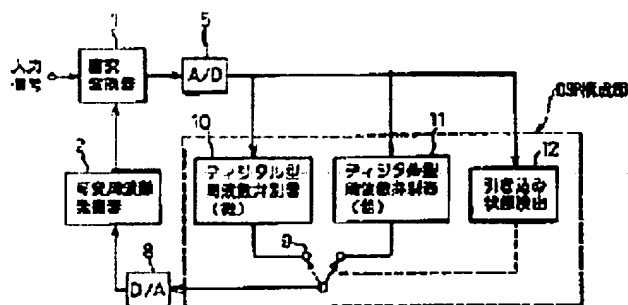
Patent number: JP8084166
Publication date: 1996-03-26
Inventor: TSUTSUI KOICHI
Applicant: FUJITSU TEN LTD
Classification:
- international: H04L27/38; H03J7/06; H04B1/16; H04B14/00;
H04J11/00
- european:
Application number: JP19940217197 19940912
Priority number(s):

DOCUMENT 1

Abstract of JP8084166

PURPOSE: To improve the pull-in accuracy of an automatic frequency control circuit and to prevent the occurrence of mispull-in.

CONSTITUTION: The automatic frequency control circuit for a semi-synchronous type demodulator is provided with a 1st digital frequency discriminator 10 for fine adjustment having comparatively high frequency analytical accuracy and comparatively slow frequency analytical speed at the time of inputting a digital signal converted from an output of an orthogonal transformer, 1 and smoothing a frequency discriminated result, a 2nd digital frequency discriminator 11 for rough adjustment having comparatively low frequency analytical accuracy and comparatively high frequency analytical speed at the time of inputting the digital signal converted from the output of the transformer 1 and smoothing the frequency discriminated result and a pull-in state detecting part 12 for inputting the digital signal converted from the output of the transformer 1, detecting a synchronizing symbol, detecting a frequency pull-in state from the symbol detection, and judging the switching of a switch 9.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-84166

(43)公開日 平成8年(1996)3月26日

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/38				
H 0 3 J 7/06		8221-5 J		
H 0 4 B 1/16	R			
14/00	E			
		9297-5K	H 0 4 L 27/ 00	G
審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 16 頁) 最終頁に続く				

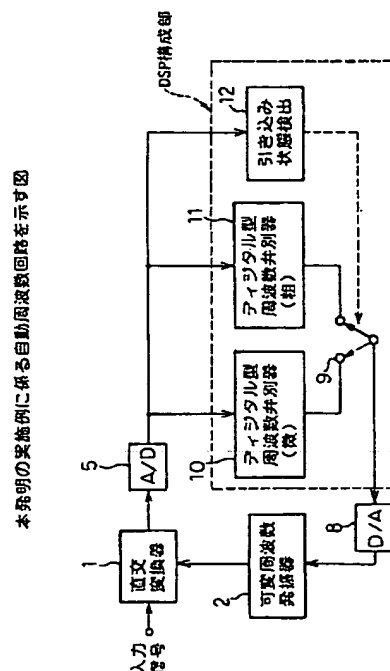
(21)出願番号	特願平6-217197	(71)出願人	000237592 富士通テン株式会社 兵庫県神戸市兵庫区御所通1丁目2番28号
(22)出願日	平成6年(1994)9月12日	(72)発明者	筒井 浩一 兵庫県神戸市兵庫区御所通1丁目2番28号 富士通テン株式会社内
		(74)代理人	弁理士 石田 敬 (外3名)

(54)【発明の名称】 自動周波数制御回路

(57)【要約】

【目的】 自動周波数制御回路の引き込み精度向上、誤引き込み防止を行う。

【構成】 準同期型復調器の自動周波数制御回路に、直交変換器 1 の出力が変換されたデジタル信号を入力し、周波数弁別を行ってこの結果の平滑化を行うが、周波数分析の精度が比較的高く、周波数分析速度が比較的遅い微調用の第 1 のデジタル型周波数弁別器 10 と、直交変換器 1 の出力が変換されたデジタル信号を入力し、周波数弁別を行ってこの結果の平滑化を行うが、周波数分析の精度が比較的低く、周波数分析速度が比較的速い粗調用の第 2 のデジタル型周波数弁別器 11 と、直交変換器 1 の出力が変換されたデジタル信号を入力し、同期シンボルを検出しこの検出から周波数の引き込み状態を検出し、スイッチ 9 を切り換える判断を行う引き込み状態検出部 12 とを設ける



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 準同期型復調器の自動周波数制御回路において、

複数の副搬送波の合成信号である入力信号の周波数成分の中心を0Hzとする基底帯域に直交変換する直交変換器(1)と、

制御信号で周波数を制御し前記直交変換器(1)に発振出力を供給する可変周波数発振器(2)と、

前記直交変換器(1)の変換時に発生する周波数偏差のデジタル信号を入力し、周波数弁別を行ってこの結果の平滑化を行うが、周波数分析の精度が比較的高く、周波数分析速度が比較的遅い微調用の第1のデジタル型周波数弁別器(10)と、

前記直交変換器(1)の変換時に発生する周波数偏差のデジタル信号を入力し、周波数弁別を行ってこの結果の平滑化を行うが、周波数分析の精度が比較的低く、周波数分析速度が比較的速い粗調用の第2のデジタル型周波数弁別器(11)と、

前記第1のデジタル型周波数弁別器(10)及び第2のデジタル型周波数弁別器(11)を切り換え、その出力信号をアナログ信号に変換した後に前記可変周波数発振器(2)の制御信号とするためのスイッチ(9)と、

前記直交変換器(1)の出力が変換されたデジタル信号を入力し、同期シンボルを検出しこの検出から周波数の引き込み状態を検出し、この検出状態からスイッチ(9)を切り換える判断を行う引き込み状態検出部(12)とを備えることを特徴とする自動周波数制御回路。

【請求項2】 前記第1のデジタル型周波数弁別器(10)は、振幅が一定な既知シンボルのみを使用して周波数偏差の周波数弁別を行うことを特徴とする、請求項1に記載の自動周波数制御回路。

【請求項3】 前記第1のデジタル型周波数弁別器(10)は、各副搬送波における既知シンボルの信号点配置、スロット内の配置を基に周波数偏差の周波数弁別を行うことを特徴とする、請求項2に記載の自動周波数制御回路。

【請求項4】 前記第2のデジタル型周波数弁別器(11)は、基底帯域に変換された各副搬送波の中心付近を0Hzとして各搬送波で伝送される情報の帯域幅とほぼ等しい帯域を抽出する複数の副搬送波分離部(201)と、前記複数の副搬送波分離部(201)の各出力を0Hzを中心として周波数弁別する周波数弁別部(203)と、

前記周波数弁別部(203)の出力を択一に選択するスイッチ(204)とを備えることを特徴とする、請求項1に記載の自動周波数制御回路。

【請求項5】 前記第2のデジタル型周波数弁別器(11)は、

2

基底帯域に変換された信号の周波数成分の上端付近と下端付近とで、入力信号の帯域幅よりも狭い2つの帯域を、それぞれの中心が0Hzとなるように、抽出する2つのスペクトル分離部(301)と、

各スペクトル分離部(301)の出力のそれぞれを0Hzを中心として周波数弁別する2つの周波数弁別部(302)と、

前記周波数弁別部(302)の2つの出力を択一に選択するスイッチ(303)とを備えることを特徴とする、請求項1に記載の自動周波数制御回路。

【請求項6】 前記引き込み状態検出部(12)は同期シンボルを検出してから一定時間経過した場合に可変周波数発振器(2)の制御信号が第2のデジタル型周波数弁別器(11)から第1のデジタル型周波数弁別器(10)の出力になるようにスイッチ(9)を切り換えることを特徴とする、請求項1に記載の自動周波数制御回路。

【請求項7】 前記引き込み状態検出部(12)は同期シンボルを一定回数検出した場合に可変周波数発振器(2)の制御信号が第2のデジタル型周波数弁別器(11)から第1のデジタル型周波数弁別器(10)の出力になるようにスイッチ(9)を切り換えることを特徴とする、請求項1に記載の自動周波数制御回路。

【請求項8】 前記引き込み状態検出部(12)は同期シンボルを検出し、かつ、2以上の同期シンボル間のベクトル回転の絶対値が一定値以下の場合に、可変周波数発振器(2)の制御信号が第2のデジタル型周波数弁別器(11)から第1のデジタル型周波数弁別器(10)の出力になるようにスイッチ(9)を切り換えることを特徴とする、請求項1に記載の自動周波数制御回路。

【請求項9】 前記直交変換器(1)は一旦中間周波数に変換後に基底帯域に変換することを特徴とする、請求項1に記載の自動周波数制御回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は複数副搬送波信号を用いた受信装置の自動周波数制御回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 陸上移動通信において、周波数の有効利用を図るため多値QAM(直交振幅変調: Quadrature Amplitude Modulation)方式が提案されている。この陸上移動通信用QAMにおいては、受信機側で搬送波再生を行わず、受信機側で独立に動作する局部信号発振器を基に検波を行う準同期復調が一般的である。この準同期復調において、送信機側及び受信機側にある局部発振器相互間には周波数オフセットが存在し、このオフセットを除去するために、以下の如く、AFC(Automatic Frequency Controller)が使用されている。

【0003】 図27は従来の自動周波数制御回路であっ

てアナログ型周波数弁別器及びデジタル型周波数弁別器を兼用するものの例を示す図である。なお、図面全体を通して用いられる同一の参照符号又は記号が付されたものは相互に同一の構成要素である。本図に示すように、自動周波数制御回路は、受信信号の周波数に対する局部発振周波数の引き込みを行うもので、受信信号の周波数に対する局部発振周波数の周波数偏差をもつ入力信号をI軸信号とQ軸信号とに分離する直交変換を行う直交変換器1を具備する。直交変換器1には可変周波数発振器2が接続され、直接基底帯域に変換し、又は一旦中間周波数に変換された後、基底帯域に変換する。さらに可変周波数発振器2に接続されるループフィルタ3は一定の欠定数を有する低域通過フィルタで構成され直流成分を抽出する。前記直交変換器1にアナログ型周波数弁別器4が設けられる。さらに前記直交変換器1に直交変換出力をサンプリングするA/D変換器5(Analog to Digital Converter)及びデジタル型周波数弁別器6が設けられる。また前記直交変換器1に設けられる引き込み状態検出器7は、例えばM16QAMにおいて既知信号を同期シンボルと呼ばれ転送単位であるスロットの先頭に付加されているが、この同期シンボルを検出して、引き込み状態を検出する。デジタル型周波数弁別器6の出力にはD/A変換器8(Digital to Analog Converter)が設けられる。アナログ型周波数弁別器4及びD/A変換器8の出力を択一的にループフィルタ3の入力に接続させるスイッチ9は、引き込み状態検出器7により切り換えられ、アナログ型周波数弁別器4の出力をホールドすることで実現される。アナログ型周波数弁別器4及びデジタル型弁別器6では、中心周波数が弁別器のS字特性の中央からどちらかにずれることによってその出力の極性が正負に変化する。このように、アナログ型周波数弁別器4及びデジタル型周波数弁別器6を使い分けるのは、アナログ型周波数弁別器4は引き込みが速いが精度が悪く、デジタル型周波数弁別器6は引き込みが遅いが精度が良いので、最初にアナログ型周波数弁別器4により粗調整の引き込みを行わせ、ある程度引き込んだらデジタル型周波数弁別器6により微調整の引き込みを行わせるためである。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】ところで、アナログ型周波数弁別器4に使用する共振回路は、一般的に通常の使用温度範囲(例えば $-20^{\circ}\sim 60^{\circ}$)で ± 100 ppmの温度特性を持っている。例えば、比較的低い中間周波数である20MHzで弁別処理する場合に共振回路が ± 300 ppmの温度特性を持っているとすると、雑音のない状態でも最大6kHzもの偏差が生じることになり、10数kHz程度の帯域を持つ移動体通信には実用範囲外となる。そこで、455kHzと非常に低い中間周波数を使用した場合、共振回路が ± 300 ppmの温度特性を持っているとすると最大偏差は140Hz

程度になるが、通常帯域フィルタを通過させた後、弁別回路に入力されることが多く、455kHz帯で一般的に用いられている帯域フィルタの通常の使用温度範囲における中心周波数の偏差は ± 1 kHz以上あり、この影響を受けて弁別周波数の最大偏差は500Hz以上になる。しかしながら、この値は、比較的狭帯域の移動体通信では、この最大偏差を200~300Hzにし、デジタル型周波数弁別器の精度を ± 100 を達成したいので、周波数の粗調整には十分な値とは言えないという問題がある。さらに、デジタル処理部分とは別の装置が必要のため、装置の大型化、高価格化を招くことは免れない。

【0005】次に、引き込み状態検出器7において、同期シンボルの周波数偏差が大きくても検出されてしまい、これにより誤引き込みが生じ、誤引き込みを避けるために同期シンボルの閾値を小さくすると検出特性が劣化するという問題がある。ここに、同期シンボルとは、受信同期を取得するための既知信号であり、転送単位であるスロットの先頭に付加されている。

【0006】したがって、本発明は、上記問題に鑑み、粗調整時の引き込み精度を向上でき、かつ誤引き込みが防止できる自動周波数制御回路を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明は、前記問題点を解決するために、次の構成を有する自動周波数制御回路を提供する。すなわち、準同期型復調器の自動周波数制御回路に、複数の副搬送波の合成信号である入力信号の周波数成分の中心を0Hzとする基底帯域に直交変換する直交変換器と、制御信号で周波数を制御し前記直交変換器に発振出力を供給する可変周波数発振器とが設けられる。第1のデジタル型周波数弁別器は前記直交変換器の出力が変換されたデジタル信号を入力し、周波数弁別を行ってこの結果の平滑化を行うが、周波数分析の精度が比較的高く、周波数分析速度が比較的遅く微調用として使用される。第2のデジタル型周波数弁別器は前記直交変換器の出力が変換されたデジタル信号を入力し、周波数弁別を行ってこの結果の平滑化を行うが、周波数分析の精度が比較的低く、周波数分析速度が比較的速い粗調用として使用される。スイッチは前記第1のデジタル型周波数弁別器及び第2のデジタル型周波数弁別器を切り換え、その出力信号をアナログ信号に変換し前記可変周波数発振器の制御信号とする。引き込み状態検出部は、前記直交変換器の出力が変換されたデジタル信号を入力し、同期シンボルを検出しこの検出から周波数の引き込み状態を検出し、この状態からスイッチを切り換える判断を行う。

【0008】前記第1のデジタル型周波数弁別器は、振幅が一定な既知シンボルのみを使用して周波数偏差の周波数弁別を行う。前記第1のデジタル型周波数弁別

器は、各副搬送波における既知シンボルの信号点配置、スロット内の配置を基に周波数偏差の周波数弁別を行う。前記第2のデジタル型周波数弁別器は、基底帯域に変換された各副搬送波の中心付近を0 Hzとして各搬送波で伝送される情報の帯域幅とほぼ等しい帯域を抽出する複数の副搬送波分離部と、前記複数の副搬送波分離部の各出力を0 Hzを中心として周波数弁別する周波数弁別部と、前記周波数弁別部の出力を択一に選択するスイッチとを備えてもよい。

【0009】前記第2のデジタル型周波数弁別器は、基底帯域に変換された信号の周波数成分の上端付近と下端付近とで、入力信号の帯域幅よりも狭い2つの帯域を、それぞれの中心が0 Hzとなるように、抽出する2つのスペクトル分離部と、各スペクトル分離部の出力のそれぞれを0 Hzを中心として周波数弁別する2つの周波数弁別部と、前記周波数弁別部の2つの出力を択一に選択するスイッチとを備えてもよい。

【0010】前記引き込み状態検出部は同期シンボルを検出してから一定時間経過した場合に可変周波数発振器の制御信号が第2のデジタル型周波数弁別器から第1のデジタル型周波数弁別器の出力になるようにスイッチを切り換えてもよい。前記引き込み状態検出部は同期シンボルを一定回数検出した場合に可変周波数発振器の制御信号が第2のデジタル型周波数弁別器から第1のデジタル型周波数弁別器の出力になるようにスイッチを切り換えてもよい。

【0011】前記引き込み状態検出部は同期シンボルを検出し、かつ、2以上の同期シンボル間のベクトル回転の絶対値が一定値以下の場合に、可変周波数発振器の制御信号が第2のデジタル型周波数弁別器から第1のデジタル型周波数弁別器の出力になるようにスイッチを切り換えてもよい。前記直交変換器は一旦中間周波数に変換後に基底帯域に変換するようにしてもよい。

【0012】

【作用】本発明の自動周波数制御回路によれば、第2のデジタル型周波数弁別器が粗調用として、周波数弁別精度かつ速度が向上できる。第2のデジタル型周波数弁別器として特別な装置が必要とされてないので、従来と比較して小型化、低価格を達成できる。

【0013】前記第1のデジタル型周波数弁別器は、振幅が一定な既知シンボルのみを使用して周波数偏差の周波数弁別を行うことにより、精度向上の弊害となっていた変調信号を除去でき、周波数偏差に応じた情報のみで容易に処理できるようになった。前記第1のデジタル型周波数弁別器は、各副搬送波における既知シンボルの信号点配置、スロット内の配置を基に周波数偏差の周波数弁別を行うことにより、周波数偏差の周波数弁別の処理がさらに容易となる。

【0014】前記第2のデジタル型周波数弁別器では、基底帯域に変換された各副搬送波の中心付近を0 Hz

zとして各搬送波で伝送される情報の帯域幅とほぼ等しい帯域が抽出され、前記複数の副搬送波分離部の各出力を0 Hzを中心として周波数弁別され、前記周波数弁別部の出力が択一に選択されることにより、引き込みの高速化が図れる。

【0015】前記第2のデジタル型周波数弁別器では、基底帯域に変換された信号の周波数成分の上端付近と下端付近とで、入力信号の帯域幅よりも狭い2つの帯域が、それぞれの中心が0 Hzとなるように、抽出され、各スペクトル分離部の出力のそれぞれが0 Hzを中心として周波数弁別され、前記周波数弁別部の2つの出力が択一に選択されることにより、引き込みを高速化が図れる。

【0016】前記引き込み状態検出部は同期シンボルを検出してから一定時間経過した場合に、同期シンボルを一定回数検出した場合に、さらに同期シンボルを検出し、かつ、2以上の同期シンボル間のベクトル回転の絶対値が一定値以下の場合に、可変周波数発振器の制御信号が第2のデジタル型周波数弁別器から第1のデジタル型周波数弁別器の出力になるように切り換えることにより、同期検出の劣化を防止すると共に、誤引き込みが少なくなる。

【0017】

【実施例】以下本発明の実施例について図面を参照して説明する。図1は本発明の実施例に係る自動周波数制御回路を示す図である。本図に示すように、まず、デジタル型周波数弁別器（微調）10は図27のデジタル周波数弁別器6に相当するもので、ループフィルタを内蔵するものである。これと共に、図27の構成と異なる構成、すなわちデジタル型周波数弁別器（粗調）11、引き込み状態検出部12について説明する。なお、デジタル型周波数弁別器（微調）10、デジタル型周波数弁別器（粗調）11、引き込み状態検出部12はDSP (Digital Signal Processor) で構成され、デジタル型周波数弁別器（粗調）11として別段の装置を必要とせず小型化、低価格化が可能になる。

【0018】なお、ここで、直交変換器1への入力信号について説明する。図2は4つの搬送波を使った変調信号の例としてM16 QAMのスペクトル配置を示す図である。本図に示すように、副搬送波1は-6.75 kHz、副搬送波2は-2.25 kHz、副搬送波3は+2.25 kHz、副搬送波4は+6.75 kHzの周波数配置を有する。

【0019】図3は各副搬送波のシンボル信号の配置を示す図である。本図に示すように、各副搬送波は、同期シンボル、パイロットシンボル、データシンボルを有し、シンボルレートは4 kHzである。ここに、同期シンボル、パイロットシンボルは、位相が異なるが振幅が同一になるようしてある。図4は図1のデジタル型周波数弁別器（微調）10を示す図である。本図に示すよ

うに、デジタル型周波数弁別器（微調）10は、同期がとれていることを前提として、図3に示す同期シンボル2及びパイロットシンボルについてのみ周波数の弁別処理を行い、データシンボルを処理しない。このように、微調を行う追従時には、変調成分もフェージングの一種と考えれば、これを除去することになるので追従特性のばらつきを防止することが可能になる。また、同期シンボル、パイロットシンボル毎に演算処理を行えばよいので、処理量が削減できる。

【0020】次に、構成ではデジタル型周波数弁別器（微調）10は、副搬送波1及び4又は副搬送波2及び3を分離する2つの副搬送波分離部101を有する。図5は図4の副搬送波分離部101を示す図である。本図に示すように、副搬送波分離部101は乗算部501と副搬送波局部発振部502とからなり、副搬送波の周波数中心が0Hzになるように入力信号を変換する。

【0021】次に、副搬送波分離部101の後段に接続される2つの低域通過フィルタ102は変換後の高域周波数成分を除去する。図6は図4のシンボル逆回転部103を示す図である。本図に示すように、2つのシンボル逆回転部103は、それぞれ、乗算部503と、既知シンボル逆回転ベクトル発生部504とを有する。

【0022】図7は図6のシンボル逆回転部103の動作を説明する図である。本図（a）に示すように、各副搬送波1及び4の同期シンボル2の位相は -112.5° 、 $+112.5^\circ$ であり、本図（b）に示すように、各副搬送波1及び4のパイロットシンボルの位相は -22.5° 、 $+22.5^\circ$ である。シンボル逆回転部103は、各副搬送波1及び4の同期シンボル2を逆方向に回転させ、Q軸に一致させる。同様に、本図（c）に示すように、各副搬送波2及び3の同期シンボル2の位相は -157.5° 、 $+157.5^\circ$ であり、本図（d）に示すように、各副搬送波2及び3のパイロットシンボルの位相は -112.5° 、 $+112.5^\circ$ である。シンボル逆回転部103は、各副搬送波2及び3の同期シンボル2を逆方向に回転させ、Q軸に一致させる。

【0023】次に、デジタル型周波数弁別器（微調）10は、2つのシンボル逆回転部の103の出力を加算する加算部104を有する。同期シンボル2、パイロットシンボルに位相誤差がなければ、加算部104の出力は、零である。図8は図4の加算部104の出力を説明する図である。図7（a）の副搬送波1及び4の周波数偏差 Δf とすると、同期シンボル2の位相誤差が $2\pi\Delta f$ となり、本図に示す加算部104の出力は、ベクトルOAとなる。

【0024】次に、デジタル型周波数弁別器（微調）10は、加算部104に接続されかつ直接クロスプロダクト方式の周波数弁別部105を有し、位相誤差 $2\pi\Delta f$ を弁別する。周波数弁別部105の構成は、1クロック分だけ遅延させるための2つの遅延部505、50

6、これら1クロック分だけ遅延されたI軸信号又はQ軸信号と、遅延されないQ軸信号又はI軸信号とをそれぞれ掛け合わせる2つの乗算部507、508と、2つの乗算部507、508の出力差を計算する減算部508と、該減算部508の出力の極性を判定する極性判定部509とからなる。

【0025】次のデジタル型周波数弁別器（微調）10は、各周波数弁別部105の出力に接続されるループフィルタ3を構成するランダムウォークフィルタ106及びアップダウンカウンタ107を有する。ランダムウォークフィルタ106は、内部レジスタを有し、この内部レジスタが初期状態では「0」であり、クロック信号毎に+信号が入力されれば、「+1」だけ前記内部レジスタをカウントアップし、-（マイナス）信号が入力されれば、クロック信号毎に「-1」だけ前記内部レジスタをカウントダウンする。そして、ランダムウォークフィルタ106はさらに閾値 $\pm TH$ を有し、前記内部レジスタのカウント値Cが $-TH$ を下回る場合にはDOWN信号（「-1」）を出力し、内部レジスタがクリアされる。カウント値Cが TH を上回る場合にはUP信号（「+1」）を出力し、内部レジスタがクリアされる。このようにして、周波数の極性信号が平滑化される。ランダムウォークフィルタに接続されるアップダウンカウンタ107は、UP信号の入力毎にプラス方向に「+1」だけカウントアップし、DOWN信号の入力毎にマイナス方向に「-1」だけカウントダウンし、所定の初期値からランダムウォークフィルタ106の出力に従ってカウント値が大小に変化する。アップダウンカウンタ107に接続されるD/A変換器8はアップダウンカウンタ107のカウントのデジタル値をアナログ電圧に変換し、変換アナログ電圧を基に可変周波数発振器2の周波数を制御する。ここでは前記変換アナログ電圧が高くなければ周波数が低く、前記変換アナログ電圧が低くなれば、周波数が高くなるよう制御され、負帰還ループが形成される。

【0026】図10は図4のデジタル型周波数型弁別器（微調）10の引き込み特性を示すグラフである。本図に示すように、フェージング、雑音共悪条件でも確実に引き込み、追従性も優れていることが明らかである。図11は図4のデジタル型周波数弁別器（微調）10の別の例を示す図である。本図に示すように、副搬送波1及び4又は副搬送波2及び3が交互に切り換られて、4シンボル毎に演算処理を行うことになるが、回転量が $\pm 180^\circ$ まで検出できるので、 $\pm 4\text{kHz}/4/2 = \pm 500\text{Hz}$ まで引き込むことが可能となり、従来よりも精度が向上できる。

【0027】図12は図1のデジタル型周波数弁別器（粗調）11を示す図である。本図に示すように、デジタル型周波数弁別器（微調）10は、副搬送波1、2、3及び4を分離する4つの副搬送波分離部201

と、副搬送波分離部201の後段に接続されかつ変換後の高域周波数成分を除去する4つの低域通過フィルタ202と、低域通過フィルタ202に接続されかつ直接クロスポダクト方式の周波数弁別部203と、4つの周波数弁別部204の出力を選択するスイッチ204と、スイッチ204の後段に接続されるループフィルタ3を構成するランダムウォークフィルタ206及びアップダウンカウンタ207とを有する。ここに、副搬送波分離部201、周波数弁別部203等の構成は図4に示す副搬送波101、周波数弁別部105のものと同じである。

【0028】図13は図12の周波数関係を示す図である。本図を用いて、周波数弁別部203の出力の極性をループフィルタ3に出力する例の動作を説明する。図13(a)は、変調信号のみのスペクトルを示し、図13(b)の①、②、③、④は、各副搬送波の帯域特性を示す。図13(c)は、各副搬送波分離後の入力信号のスペクトルを示す。各周波数弁別部203の出力は、図13(c)の4つの斜線部分の面積に相当する。これに対して雑音成分は、図13(b)の①、②、③、④であるから、周波数弁別部203の雑音の比に対応する値は1/3より図中のa、b、cの分だけ小さい値となり、従来の1/15に比べて大きくなる。このため、引き込み時間が高速化される。雑音のない場合でも、斜線部分は4倍弱となるので、高速化が図れる。

【0029】また、隣接チャンネルの強力な信号による誤引き込みに対して強くなる。なお、図12の副搬送波分離部201は、M16QAMでは信号の復調そのもの(図示していない)にも必要であるので、これと共用できる。また、周波数弁別部203、スイッチ204、ループフィルタ3等はプロセッサの演算で実現すれば、復調部の処理量に対して本自動周波数制御回路の演算量の増加はわずかである。

【0030】図12の変形例として、スイッチ204とループフィルタ3との順序を入れ替えることが可能である。以上、複数の副搬送波の自動周波数制御回路の引き込み高速化を説明したが、これを単一搬送波変調方式に応用した場合に、帯域内のスペクトルの落ちは平滑化した場合ないものと考えられるが、雑音帯域の減少は、以下のように、利用可能となる。

【0031】図14は図12の別の変形を示す図である。本図において、図12の構成と異なるのは、スペクトル分離部301である。このスペクトル分離部301は、直交変換器1により基底帯域に変換された信号の周波数成分の上端付近と下端付近とで、入力信号の帯域幅よりも狭い2つの帯域を、それぞれの中心が0Hzとなるように、抽出する。各スペクトル分離部301の後段の2つの周波数弁別器302はそれぞれの0Hzを中心として周波数弁別する。スイッチ303は、図12と同様に、2つの周波数弁別器202の出力を択一的選択、

順次切り換え、さらには加算する。

【0032】図15は図14の周波数関係を示す図である。本図に示すように、これまでの説明と同様に、周波数弁別器302の出力と雑音の比に対応する値は、従来方式では2/15(≒0.13)であるのに対して、1/6(≒0.17)であり、雑音が多い場合の引き込み時間の改良が可能なが示される。なお、雑音の少ない場合には、本実施例だけでは逆効果であるが、従来技術との組み合わせによって、全C/Nレンジでの引き込みの高速化が可能となる。

【0033】以下に計算機によるシミュレーション例を用いて、構成、効果の詳細な説明を行う。シミュレーションは、4つの副搬送波の例としてM16QAMを用いた。シミュレーションの主要パラメータは下記の表1に示す。

【0034】

【表1】

項 目	パラメータ
搬送波周波数	1500MHz
シンボル伝送速度	4ksymbol/s
Eb/No	10dB
フェーディング	レイリーフェーディング 走行速度 100km/H

【0035】次に、シミュレーションの結果を説明する。図16は図27の従来のアナログ型周波数弁別器4の場合の引き込み特性を示すグラフである。本図に示すように、従来のアナログ型周波数弁別器4ではローカル周波数の偏差が大きく、目標とする偏差(概略±100Hz)以内に収めることが困難である。

【0036】図17は本発明の実施例により副搬送波分離信号で自動周波数制御を演算した場合の引き込み特性を示すグラフである。本図(a)は、副搬送波1分離だけを使った場合の引き込み特性を示す。この場合、概略±100Hzの範囲に到達するまでは0.80秒を必要とする。本図(b)は、副搬送波2分離だけを使った場合の引き込み特性を示す。この場合、概略±100Hzの範囲に到達するまでは0.68秒を必要とする。本図(c)は、副搬送波3分離だけを使った場合の引き込み特性を示す。この場合、概略±100Hzの範囲に到達するまでは0.83秒を必要とする。本図(d)は、副搬送波4分離だけを使った場合の引き込み特性を示す。この場合、概略±100Hzの範囲に到達するまでは0.41秒を必要とする。したがって、どの副搬送波を使用しても、従来よりも引き込みが早くなっているの、択一的に選択してもよい。さらに、順次切り換えてもよい。この場合にはさらに演算量が相対的に少なくなるという効果がある。なお、本図(d)が引き込み時間が最短となるのは以下の理由による。

【0037】図27は入力信号とベースバンド信号の周

波数関係を示す図である。本図に示すように、ローカル周波数が入力信号により、上にずれているので、片側のスペクトルが削られるためである。副搬送波分離1~3の帯域には副搬送波分離2~4の入力信号スペクトルの入力信号スペクトルの一部がずれてこてくる。したがって、副搬送波4分離を使えば引き込みを早くできる。

【0038】しかし、これはローカル周波数が上側に偏っている場合であり、実際にはどちらに偏るかはわからない。そこで、1つのサンプルで、ループフィルタ3へのサンプル間の回転方向出力を副搬送波1分離と副搬送波4分離と組み合わせて加算することにより、上下のローカル周波数偏差を早く引き込みことが、以下の如く、可能になる。

【0039】図19は副搬送波1分離信号と副搬送波4分離信号と組み合わせて切り換えた場合の引き込み特性を示す図である。本図に示すように、概略±100Hzの範囲に到達するまでは0.29秒を必要とする。図17(d)によりも若干引き込みが早くなる。なお、副搬送波1分離と副搬送波4分離とを順次切り換えることも可能である。この場合は、上記よりも引き込み時間が若干大きくなるが演算量が相対的に少なくなる。

【0040】図20は副搬送波1分離信号、副搬送波2分離信号、副搬送波3分離信号、副搬送波4分離信号を組み合わせて切り換えた場合の引き込み特性を示すグラフである。本図に示すように、概略±100Hzの範囲に到達するまでは0.18秒を必要とする。図17

(d)によりも若干引き込みが早くなる。但し演算量は図27の場合より相対的に大きくなるが、引き込み短縮割合が小さい。

【0041】図14の変形のシミュレーションは省略するが、同様にして、この効果を説明することができる。図21は図1の引き込み状態検出部12を説明する図である。本図に示すように、回転複素ベクトル計算部80では、 $\text{EXP}(j\omega_s \cdot n \cdot T_s)$ が計算される。ここに、 $\text{EXP}(x)$ は自然対数の低eのx乗、jは虚数単位を意味し、

ω_s : 各サブキャリアの基底となる角周波数、

n : 変数、

T_s : サンプリグ周期 ($T_s = T_s / K_s$ 、 T_s : シンボルの転送間隔、

K_s : 定数) である。

【0042】複素共役部81では、回転複素ベクトル計算部80の複素共役、つまり、 $\text{EXP}(-j\omega_s \cdot n \cdot T_s)$ が計算される。乗算手段82では、A/D変換器5からのサンプリグデータと前記複素共役部81の出力との乗算が行われる。該乗算結果は、低域通過フィルタ84に入力される。該低域通過フィルタ84においては、ベースバンドフィルタ特性を有する信号処理が行われる。

【0043】乗算手段86では、前記低域通過フィルタ

84の出力と前記回転複素ベクトル計算部80との乗算が行われる。該乗算結果 $s'_j(p+2k)$ はサンプル選択として記憶される。乗算手段83では、 $s(t)$ を入力するA/D変換器5からのサンプリグデータと前記回転複素ベクトル計算部80との乗算が行われる。該乗算結果は、低域通過フィルタ85に入力される。該低域通過フィルタ85ではベースバンドフィルタ特性を有する信号処理が行われる。

【0044】乗算手段87では、前記低域通過フィルタ85の出力と前記複素共役部81との乗算が行われる。該乗算結果 $s'_j(p+2k)$ はサンプル選択として記憶される。回転複素ベクトル計算部90では、 $\text{EXP}(3j\omega_s \cdot n \cdot T_s)$ が計算される。

【0045】複素共役部91では、回転複素ベクトル計算部90の複素共役部、つまり、 $\text{EXP}(-3j\omega_s \cdot n \cdot T_s)$ が計算される。乗算手段92では、前記A/D変換器5からのサンプリグデータと前記複素共役部91との乗算が行われる。該乗算結果は、低域通過フィルタ94に入力される。該低域通過フィルタ94ではベースバンドフィルタ特性を有する信号処理が行われる。

【0046】乗算手段96では、前記低域通過フィルタ94の出力と前記回転複素ベクトル90との乗算が行われる。該乗算結果 $s'_j(p+2k)$ はサンプル選択として記憶される。乗算手段93では、A/D変換器5からのサンプリグデータと前記回転複素ベクトル計算部90との乗算が行われる。該乗算結果は、低域通過フィルタ95に入力される。該低域通過フィルタ95ではベースバンドフィルタ特性を有する信号処理が行われる。

【0047】乗算手段97では、前記低域通過フィルタ95の出力と前記複素共役91との乗算が行われる。該乗算結果 $s'_j(p+2k)$ はサンプル選択として記憶される。同様にして、該乗算結果 $s'_j(p+k)$ 、 $s'_j(p+k)$ 、 $s'_j(p+k)$ 、 $s'_j(p+k)$ 、該乗算結果 $s'_j(p)$ 、 $s'_j(p)$ 、 $s'_j(p)$ 、 $s'_j(p)$ を求めて記憶する。

【0048】打ち消し回転演算部401では、上記各乗算結果にそれぞれ角周波数打ち消し回転、位相打ち消し回転を、以下のように、乗算して同期シンボルを求め記憶する。なお、M16QAMの通信規約では、各スロットの先頭に3つの同期シンボルF1、F2、F3が付加され、同期シンボルF1のサブキャリア順の位相を ψ_{11} 、 ψ_{12} 、 ψ_{13} 、 ψ_{14} 、同期シンボルF2、F3のサブキャリア順の位相を ψ_{21} 、 ψ_{22} 、 ψ_{23} 、 ψ_{24} 、 ψ_{31} 、 ψ_{32} 、 ψ_{33} 、 ψ_{34} とする。

【0049】 $F_{33} = s'_j(p+2k) \cdot \text{EXP}(-2j\omega_s \cdot T_s) \cdot \text{EXP}(-\psi_{33})$

$F_{32} = s'_j(p+2k) \cdot \text{EXP}(2j\omega_s \cdot T_s) \cdot \text{EXP}(-\psi_{32})$

$F_{34} = s'_j(p+2k) \cdot \text{EXP}(-6j\omega_s \cdot T_s) \cdot \text{EXP}(-\psi_{34})$

$$F_{31} = s'_1 (p + 2k) \cdot \exp(6j\omega_s \cdot T_s) \cdot \exp(-\Psi_{11})$$

$$F_{23} = s'_1 (p + k) \cdot \exp(-j\omega_s \cdot T_s) \cdot \exp(-\Psi_{11})$$

$$F_{22} = s'_2 (p + k) \cdot \exp(j\omega_s \cdot T_s) \cdot \exp(-\Psi_{12})$$

$$F_{24} = s'_2 (p + k) \cdot \exp(-3j\omega_s \cdot T_s) \cdot \exp(-\Psi_{12})$$

$$F_{21} = s'_1 (p + k) \cdot \exp(3j\omega_s \cdot T_s) \cdot \exp(-\Psi_{12})$$

$$F_{13} = s'_1 (p) \cdot \exp(-\Psi_{11})$$

$$F_{12} = s'_2 (p) \cdot \exp(-\Psi_{12})$$

$$F_{14} = s'_1 (p) \cdot \exp(-\Psi_{11})$$

$$F_{11} = s'_1 (p) \cdot \exp(-\Psi_{11})$$

直線等間隔性演算部402では、フェージング成分の複素平面での直線等間隔を示すパラメータ e_{ij} を、以下のよう、求める。

$$[0050] D_1^2 = \text{abs}(F_{11})^2 + \text{abs}(F_{12})^2 + \text{abs}(F_{13})^2 + \text{abs}(F_{14})^2$$

$$D_2^2 = \text{abs}(F_{21})^2 + \text{abs}(F_{22})^2 + \text{abs}(F_{23})^2 + \text{abs}(F_{24})^2$$

$$D_3^2 = \text{abs}(F_{31})^2 + \text{abs}(F_{32})^2 + \text{abs}(F_{33})^2 + \text{abs}(F_{34})^2$$

$$\Delta_{aa1} = F_{12} - F_{11}$$

$$\Delta_{aa2} = F_{13} - F_{12}$$

$$\Delta_{aa3} = F_{14} - F_{13}$$

$$\Delta^2_{aa1} = \Delta_{aa2} - \Delta_{aa1}$$

$$\Delta^2_{aa2} = \Delta_{aa3} - \Delta_{aa2}$$

$$\Delta_{bb1} = F_{22} - F_{21}$$

$$\Delta_{bb2} = F_{23} - F_{22}$$

$$\Delta_{bb3} = F_{24} - F_{23}$$

$$\Delta^2_{bb1} = \Delta_{bb2} - \Delta_{bb1}$$

$$\Delta^2_{bb2} = \Delta_{bb3} - \Delta_{bb2}$$

$$\Delta_{cc1} = F_{32} - F_{31}$$

$$\Delta_{cc2} = F_{33} - F_{32}$$

$$\Delta_{cc3} = F_{34} - F_{33}$$

$$\Delta^2_{cc1} = \Delta_{cc2} - \Delta_{cc1}$$

$$\Delta^2_{cc2} = \Delta_{cc3} - \Delta_{cc2}$$

$$e_{11}^2 = \text{abs}(\Delta^2_{aa1})^2 / D_1^2$$

$$e_{12}^2 = \text{abs}(\Delta^2_{aa2})^2 / D_1^2$$

$$e_{21}^2 = \text{abs}(\Delta^2_{bb1})^2 / D_2^2$$

$$e_{22}^2 = \text{abs}(\Delta^2_{bb2})^2 / D_2^2$$

$$e_{31}^2 = \text{abs}(\Delta^2_{cc1})^2 / D_3^2$$

$$e_{32}^2 = \text{abs}(\Delta^2_{cc2})^2 / D_3^2$$

ここに、 $\text{abs}(A)$ は、複素ベクトル A の絶対値を意味する。各サブキャリア毎のフェージング成分が複素平面上で正確に直線等間隔にあるとすると上記パラメータ $e_{ij} = 0$ となり、直線等間隔関係からずれると上記パラメータ e_{ij} は正値をとるようになる。

[0051] レベル判定部403では、定数記憶部40

4に記憶された定数 α^2 と直線等間隔性演算部402により得られたパラメータ e_{11}^2 、 e_{12}^2 、 e_{21}^2 、 e_{22}^2 、 e_{31}^2 、 e_{32}^2 をそれぞれ比較し、パラメータ全てが定数 α^2 よりも小さければ、同期検出されたとの信号を出力する。一つでも小さくものがあれば同期検出信号を出力しない。このようにして同期シンボル検出の閾値 α を小さくすることにより、誤引き込みを小さくする必要がある。しかし、閾値 α を小さくすることにより、以下の如く、同期検出特性が劣化するというトレードオフ関係が生じてしまう。

[0052] 図22は同期検出特性を示すグラフである。本図(a)はフェージング、雑音が無い状態の同期検出特性を示す、本図(b)はフェージング、雑音がある状態の同期検出特性を示す。本図を考慮すれば、検出閾値 $\alpha = 0.4 \sim 0.5$ が適当と考えられるが、この α では、周波数偏差が500Hz以上であっても同期検出されてしまう確立が高く、この同期検出方法をそのまま、デジタル型周波数弁別器(微調)10及びデジタル型周波数弁別器(粗調)11の切換に使用するのは危険である。

[0053] そこで、レベル判定部403にタイマ405を設け、最初に同期が検出されてから一定時間が経過した場合に追従したと見なし、レベル判定部403から同期検出信号を出力しスイッチ9を切り換える。タイマ405の設定時間は、図17、19、20の引き込み特性を考慮して一定時間が設定される。図23は図21の変形を示す図である。本図に示すように、レベル判定部403にカウンタ406を設け、カウンタ406が一定回数の同期検出で追従状態と見なしレベル判定部403から同期検出信号を出力しスイッチ9を切り換える。このカウンタ406によるのは、最初に同期検出してから急激に状態が劣化することが考えられるからである。この場合、追従状態判定までには図21の例よりも長時間を要することが予想される。

[0054] 図24は図21の別の変形である同期シンボル間の回転角判定部407を示す図である。同期検出の確実性を高くするために、本図に示すように、同期検出した場合の周波数偏差を、打ち消し回転演算部401の同期シンボル1-2、2-3間のベクトル回転量から推測し、偏差が大きい場合には追従状態とせず引き込み状態を続ける同期シンボル間回転角判定部407を設ける。なお、どのサンプルをとるか、さらに複数のサンプル加算するなど種々な変形が可能である。ここで、同期シンボル間回転角判定部407の割り算器601及び602のそれぞれは、2つのベクトルを $a + jb$ 、 $c + jd$ とすると、以下の如く、割り算を行う。

[0055]

$$v = (c + jd) / (a + jb) \\ = \{ (ac + bd) + j(ad - bc) \} / (a^2 + b^2)$$

偏角算出部603及び604は、以下の如く、 v の偏角を求める。

$ARG = \tan^{-1} \{ (ad - bc) / (ac + bd) \}$
絶対値化部605及び606は、上記ARGの絶対値をとる。比較部608及び609は記憶部607に記憶する基準回転角 r と絶対値化部605及び606の出力と比較する。比較部608及び609の出力及びレベル判定部403の判定結果の論理積をとる論理積部610部はレベル判定部403が同期検出を行った場合の周波数偏差が回転角 r よりも小さい場合にのみレベル判定部403に同期検出信号を出力させスイッチ9を切り換えさせる。

【0056】図25は $\alpha = 0.45$ に固定し基準回転角 r をパラメータとした場合の同期検出率を示すグラフである。本図(a)はフェージング、雑音が無い状態の同*

$$-r < \tan^{-1} \{ (ad - bc) / (ac + bd) \} < r$$

$$\downarrow$$

$$\tan(-r) < (ad - bc) / (ac + bd) < \tan(r)$$

$$\downarrow$$

$$(ac + bd) \tan(-r) < (ad - bc) < (ac + bd) \tan(r)$$

\tan は奇関数だから、

$$\downarrow$$

$$ABS(ad - bc) < (ac + bd) \tan(r)$$

これらの変形から演算量が削減でき、同期検出後に一回の処理でよいので、負荷を軽く、実現が容易となる。

【0059】図25は本実施例による引き込み効果の例を説明するグラフである。本図に示すように、走行速度100km/hで周波数の初期偏差が1500Hzから450ms以内に ± 62.5 Hzに引き込みことが可能になった。

【0060】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、第2のデジタル型周波数弁別器を粗調用として設けたので、周波数弁別精度かつ速度が向上できる。粗調用の第2のデジタル型周波数弁別器として特別な装置が必要とされていないので、従来と比較して小型化、低価格を達成できる。同期シンボルを検出してから一定時間経過した場合に、同期シンボルを一定回数検出した場合に、かつ同期シンボルを検出し2以上の同期シンボル間のベクトル回転の絶対値が一定値以下の場合に、可変周波数発振器の制御信号が第2のデジタル型周波数弁別器から第1のデジタル型周波数弁別器の出力になるように切り換えることにより、同期検出の劣化を防止すると共に、誤引き込みが少なくなる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例に係る自動周波数制御回路を示す図である。

【図2】4つの副搬送波を使った変調信号の例としてM16QAMのスペクトル配置を示す図である。

* 同期検出特性を示す、本図(b)はフェージング、雑音がある状態の同期検出特性を示す。本図(a)では、基準回転角 r を適当にとれば確実に周波数偏差の大きい場合を棄却できることが理解できる。本図(b)では、基準回転角 $r = 20^\circ$ 程度で若干の検出率の低下があるものの、周波数偏差500Hz以上での有害な追従判定を0にすることが可能になることが理解できる。

【0057】上記ARGの式では $a^2 + b^2$ を求める必要がない。したがって、割り算の代わりに片側の共役複素数を乗算すればよい。この場合は回転角の絶対値がわかればよいので、どちらの共役を乗算してもよい。次に、偏角は、その絶対値が基準回転角 r であることを判断するのであるから、直接求める必要はない。次のような式の変形で簡単に求められる。

【0058】

【図3】各副搬送波のシンボル信号の配置を示す図である。

【図4】図1のデジタル型周波数弁別器(微調)10を示す図である。

【図5】図4の副搬送波分離部101を示す図である。

【図6】図4のシンボル逆回転部103を示す図である。

【図7】図6のシンボル逆回転部103の動作を説明する図である。

【図8】図4の加算部104の出力を説明する図である。

【図9】図4の直接クロスプロダクト方式の周波数弁別部105を示す図である。

【図10】図4のデジタル型周波数弁別器(微調)10の引き込み特性を示す図である。

【図11】図4のデジタル型周波数弁別器(微調)10の別の例を示す図である。

【図12】図1のデジタル型周波数弁別器(粗調)11を示す図である。

【図13】図12の周波数関係を示す図である。

【図14】図12の別の変形を示す図である。

【図15】図14の周波数関係を示す図である。

【図16】図27の従来のアナログ型周波数弁別器4の場合の引き込み特性を示すグラフである。

【図17】本発明の実施例により副搬送波分離信号で自動周波数制御を演算した場合の引き込み特性を示すグラフ

フである。

【図18】入力信号とベースバンド信号の周波数関係を示す図である。

【図19】副搬送波1分離信号と副搬送波4分離信号と組み合わせて切り換えた場合の引き込み特性を示す図である。

【図20】副搬送波1分離信号、副搬送波2分離信号、副搬送波3分離信号、副搬送波4分離信号を組み合わせて切り換えた場合の引き込み特性を示すグラフである。

【図21】図1の引き込み状態検出部12を説明する図である。

【図22】同期検出特性を示すグラフである。

【図23】図21の変形を示す図である。

【図24】図21の別の変形を示す図である。

【図25】 $\alpha = 0.45$ に固定し基準回転角 τ をパラメータとした場合の同期検出率を示すグラフである。 *

*【図26】本実施例による引き込み効果の例を説明するグラフである。

【図27】従来の自動周波数制御回路であってアナログ型周波数弁別器及びデジタル型周波数弁別器を兼用するものの例を示す図である。

【符号の説明】

1…直交変換器

2…可変周波数発振器

9, 103, 203…スイッチ

10…第1のデジタル型弁別器(微調)

11…第2のデジタル型弁別器(粗調)

12…引き込み状態検出部

101…副搬送波分離部

102, 202…周波数弁別部

201…スペクトル分離部

【図1】

【図5】

本発明の実施例に係る自動周波数回路を示す図

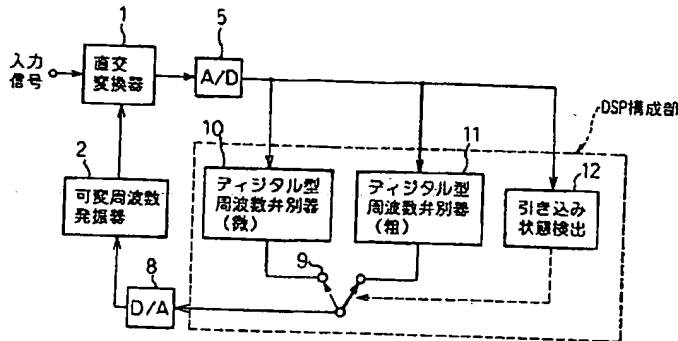
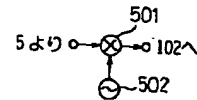


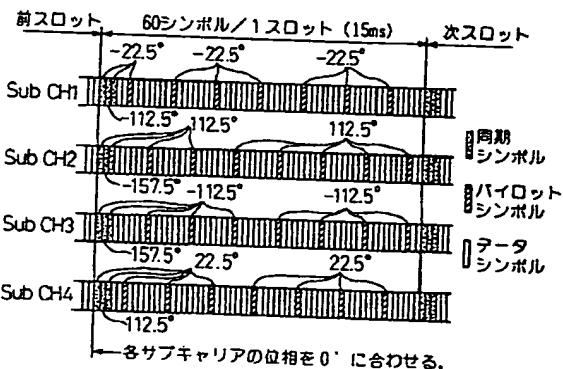
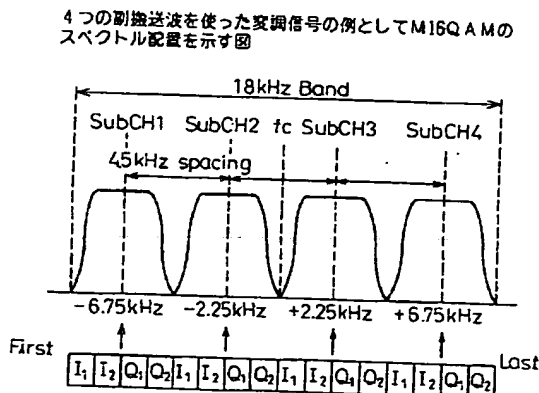
図4の副搬送波分離部101を示す図



【図2】

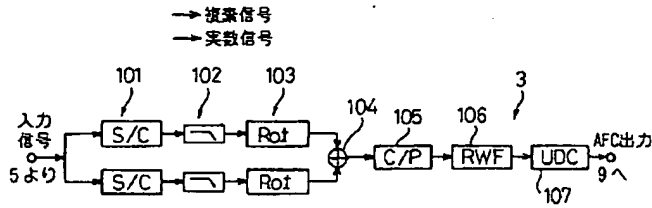
【図3】

各副搬送波のシンボル信号の配置を示す図



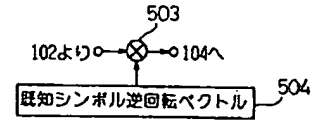
【図4】

図1のデジタル型周波数弁別器（微調）10を示す図



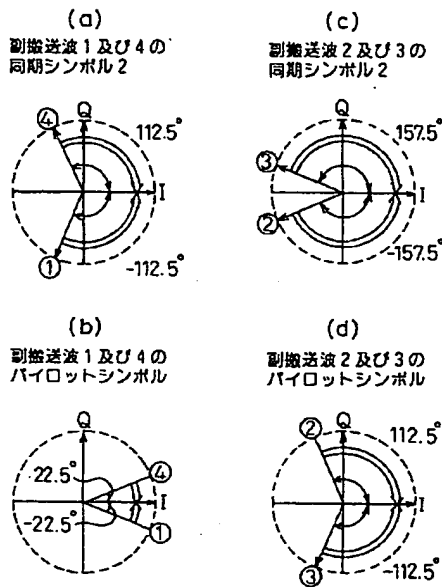
【図6】

図4のシンボル逆回転部103を示す図



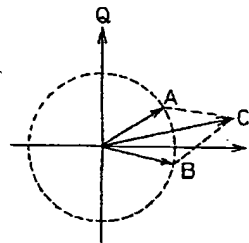
【図7】

図6のシンボル逆回転部103の動作を説明する図



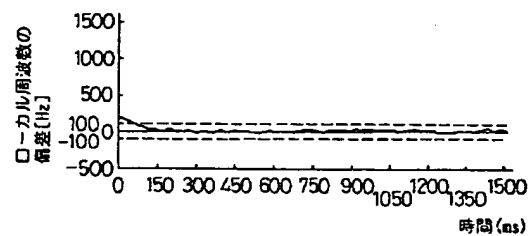
【図8】

図4の加算部104の出力を説明する図



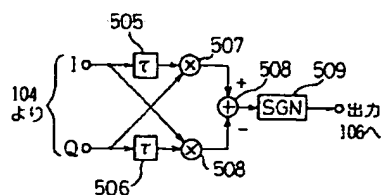
【図10】

図4のデジタル型周波数弁別器（微調）10の引き込み特性を示すグラフ



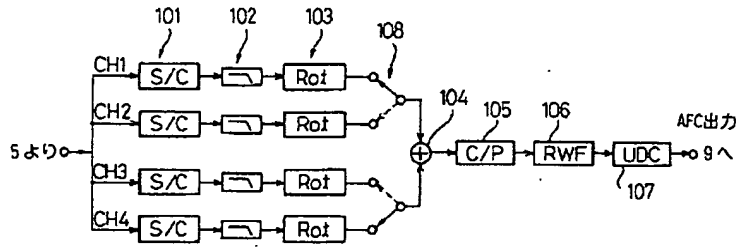
【図9】

図4の直接クロスプロダクト方式の周波数弁別部105を示す図



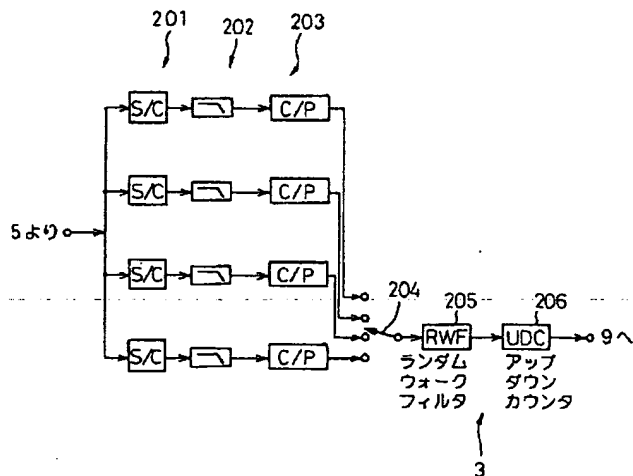
【図11】

図4のデジタル型周波数弁別器（微調）10の別の例を示す図



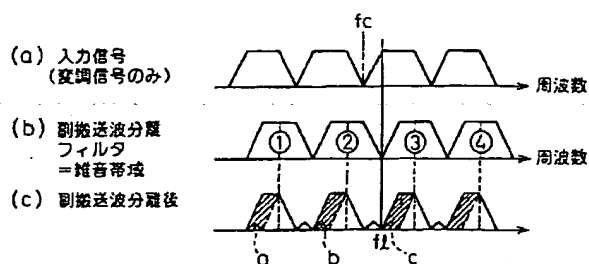
【図12】

図1のデジタル型周波数弁別器（粗調）11を示す図



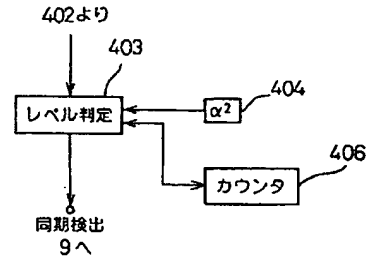
【図13】

図12の周波数関係を示す図



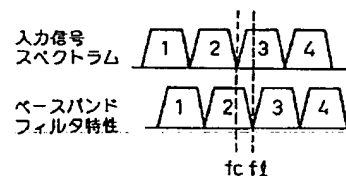
【図23】

図21の変形を示す図



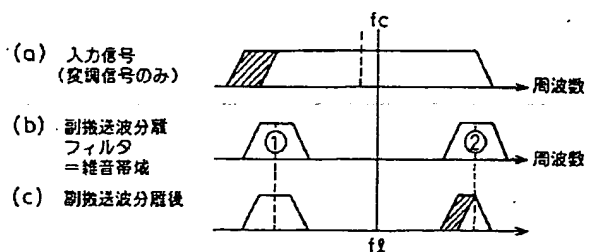
【図18】

入力信号とベースバンド信号の周波数関係を示す図



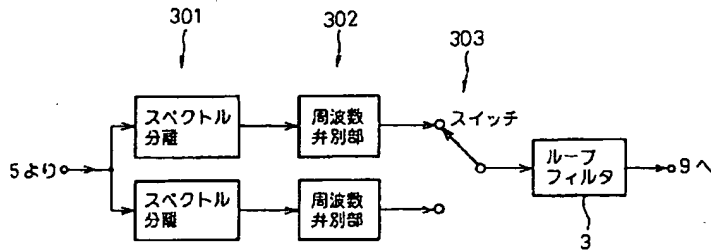
【図15】

図14の周波数関係を示す図



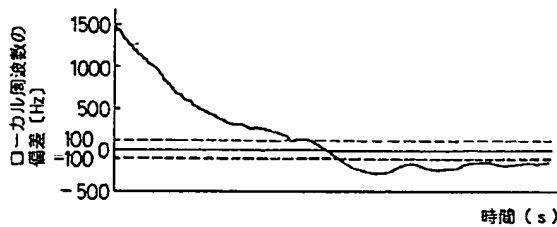
【図14】

図12の別の変形を示す図



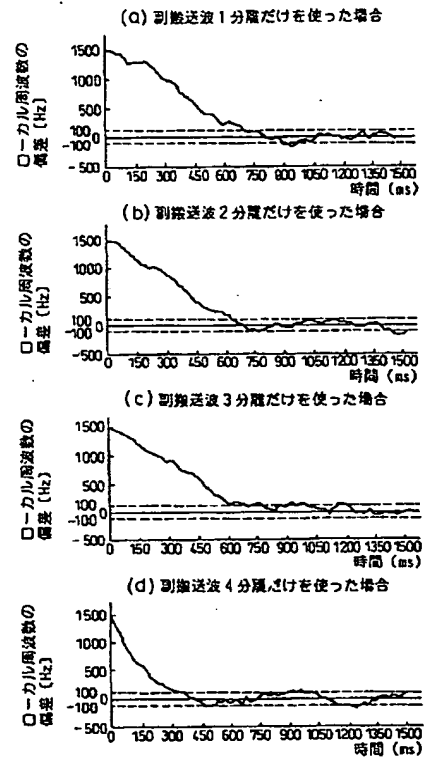
【図16】

図27の従来のアナログ型周波数弁別器4の場合の引き込み特性を示すグラフ



【図17】

本発明の実施例により副搬送波分周信号で自動周波数制御を演算した場合の引き込み特性を示すグラフ

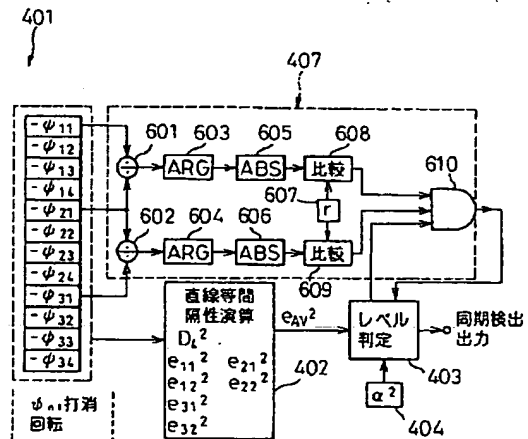
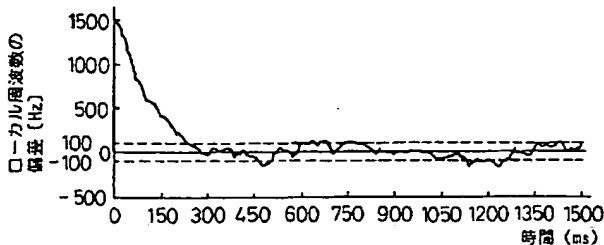


【図24】

図21の別の変形である同期シンボル間回転角判定部407を示す図

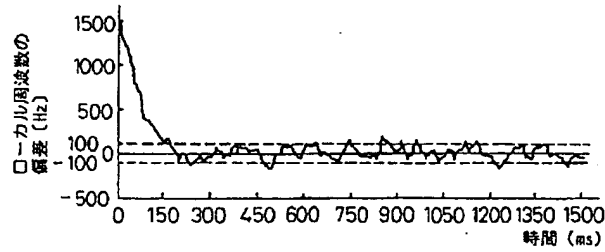
【図19】

副搬送波1分周信号と副搬送波4分周信号とを組み合わせて切り換えた場合の引き込み特性を示すグラフ



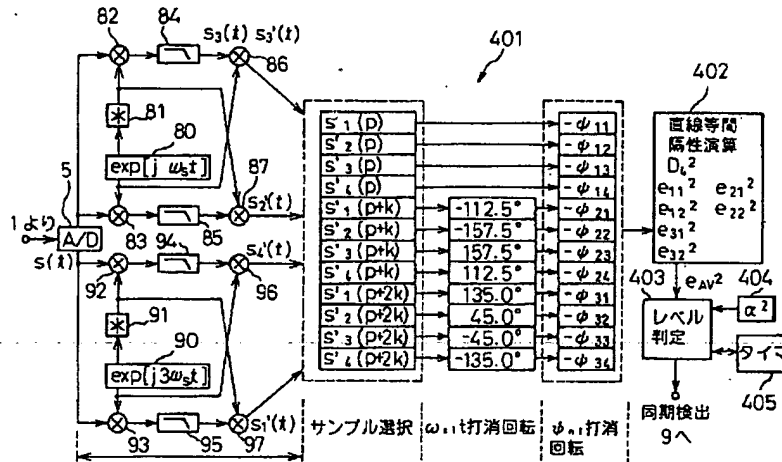
【図20】

副搬送波1分離信号、副搬送波2分離信号、副搬送波3分離信号
副搬送波4分離信号を組み合わせて切り換えた場合の引き込み
特性を示すグラフ



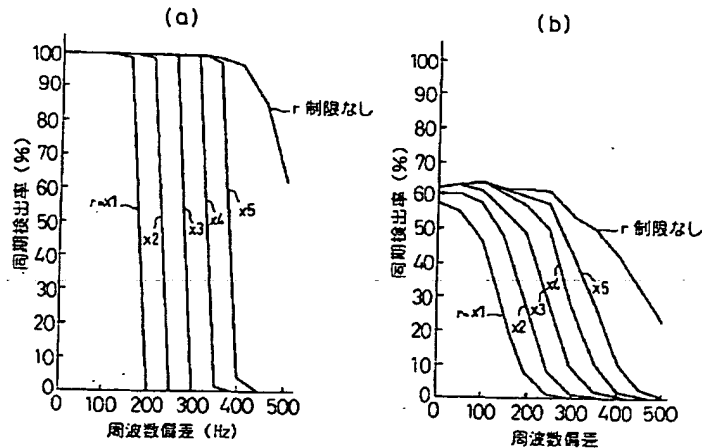
【図21】

図1の引き込み状態検出部12を説明する



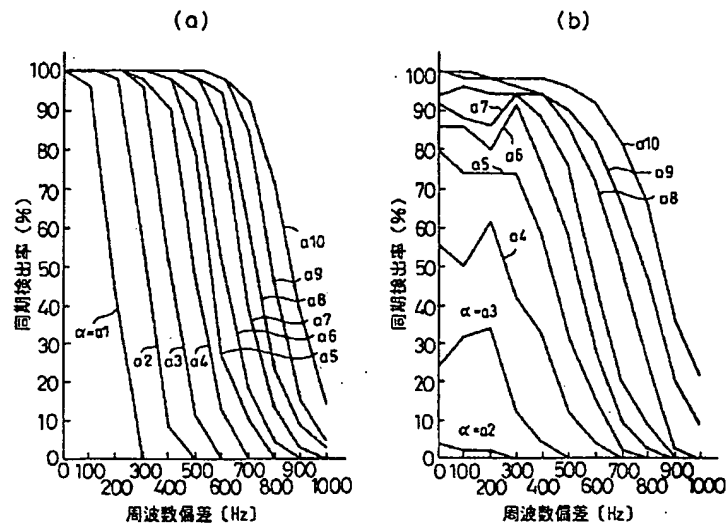
【図25】

α を $a4$ と $a5$ の中間に固定し基準回転角 r をパラメータとした場合の
同期検出特性を示すグラフ



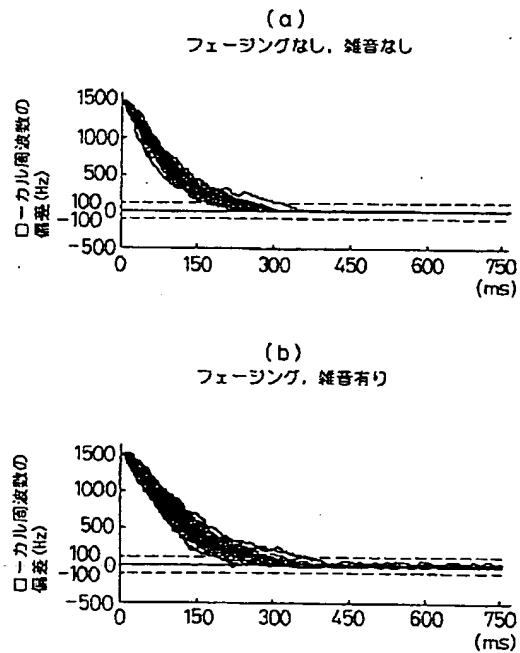
【図22】

同期検出特性を示すグラフ



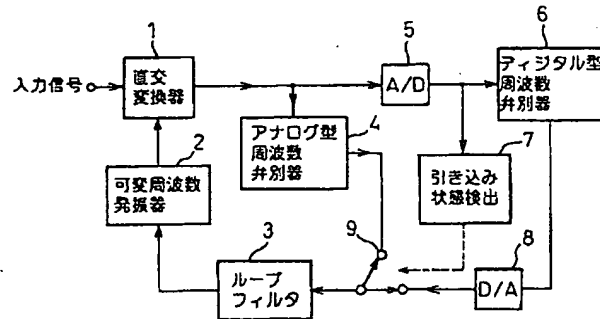
【図26】

本実施例による引き込み効果の例を説明するグラフ



【図27】

従来の自動周波数制御回路であってアナログ型周波数弁別器及びデジタル型周波数弁別器を兼用するものの例を示す図



フロントページの続き

(51)Int.Cl.⁶
H04J 11/00

識別記号 庁内整理番号
Z

F I

技術表示箇所